

DOCKET NO.: 260452US2PCT

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

IN RE APPLICATION OF: Akihiko YONEYA

SERIAL NO.: NEW U.S. PCT APPLICATION

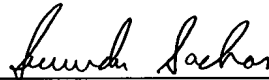
FILED: HEREWITH

INTERNATIONAL APPLICATION NO.: PCT/JP03/05020

INTERNATIONAL FILING DATE: April 18, 2003

FOR: IMAGE SIGNAL CANCEL TYPE HETERODYNE RECEPTION METHOD AND DIRECT  
CONVERSION ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX RECEPTION METHOD**REQUEST FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. 119**  
**AND THE INTERNATIONAL CONVENTION**Commissioner for Patents  
Alexandria, Virginia 22313

Sir:

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that  
the applicant claims as priority:**COUNTRY**  
Japan**APPLICATION NO**  
2002-119483**DAY/MONTH/YEAR**  
22 April 2002Certified copies of the corresponding Convention application(s) were submitted to the  
International Bureau in PCT Application No. PCT/JP03/05020.Respectfully submitted,  
OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.Marvin J. Spivak  
Attorney of Record  
Registration No. 24,913  
Surinder Sachar  
Registration No. 34,423Customer Number  
**22850**(703) 413-3000  
Fax No. (703) 413-2220  
(OSMMN 08/03)

10/511830

PCT/JP03/05020

日本国特許庁

18.04.03

JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2002年 4月22日

REC'D 27 JUN 2003

出願番号

Application Number:

特願2002-119483

[ST.10/C]:

[JP2002-119483]

出願人

Applicant(s):

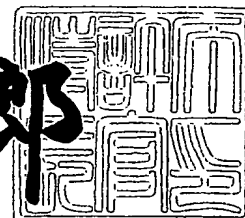
財団法人名古屋産業科学研究所

PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年 6月 6日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3038937

【書類名】	特許願
【整理番号】	CTL00222
【あて先】	特許庁長官 殿
【国際特許分類】	H04B 1/26 H03D 7/18
【発明者】	
【住所又は居所】	愛知県豊田市梅坪町 2 丁目 7 番地 1 カサヴェルデ 3 0 1
【氏名】	米谷 昭彦
【特許出願人】	
【識別番号】	598091860
【氏名又は名称】	財団法人名古屋産業科学研究所
【代表者】	内藤 進
【電話番号】	052-223-6639
【手数料の表示】	
【予納台帳番号】	172639
【納付金額】	21,000円
【提出物件の目録】	
【物件名】	明細書 1
【物件名】	図面 1
【物件名】	要約書 1
【ブルーフの要否】	要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式において、2 相の中間周波信号に対して、二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、前記合成信号に対して増幅を行ない中間周波増幅器出力信号を生成し、前記変調用直交信号でもって前記中間周波増幅器出力信号を変調することにより、前記中間周波信号に対して増幅された信号を得ることを特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

【請求項 2】 請求項 1 のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式において、互いにイメージ信号となる二つの周波数帯の信号を同時に受信することを特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

【請求項 3】 イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式において、2 相の中間周波信号に対して、二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、前記合成信号に対して増幅を行ない中間周波増幅器出力信号を生成し、局部発振器出力信号に対して前記変調用直交信号により変調を掛けた信号でもって前記中間周波増幅器出力信号を変調することにより、受信信号のベースバンド信号を得ることを特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

【請求項 4】 請求項 3 のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式において、互いにイメージ信号となる二つの周波数帯の信号を同時に受信することを特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

【請求項 5】 請求項 1 または請求項 2 または請求項 3 または請求項 4 のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式において、該二つの互いに直交する変調用直交信号として互いに位相が 90 度ずれている矩形波または正弦波を用いることを特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

【請求項 6】 請求項 1 または請求項 2 または請求項 3 または請求項 4 のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式において、該二つの互いに直交する変調用直交信号として、それぞれ  $\{1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1\}$  および  $\{1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1\}$

1} を系列とする 2 値信号を用いることを特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】今まで用いられてきたイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の受信装置のブロック図を図 1 2 に示す。受信装置において、イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式は低 I F 方式とも呼ばれ、ヘテロダイン方式の利点を持ちながら中間周波フィルタであるバンドパスフィルタ 4 2 a, 4 2 b の実現が特に小型化の観点から容易であるといった利点を持っている。低 I F 方式の受信装置においては、2 相の中間周波信号である中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b をそれぞれ増幅する必要があるが、従来の受信装置では、それらを別々の増幅器 3 2 a, 3 2 b により増幅していた。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】低 I F 方式の受信装置では、中間周波増幅器である増幅器 3 2 a, 3 2 b において可変利得増幅器を使用する必要があるが、2 相の中間周波信号を別々の増幅器 3 2 a, 3 2 b で増幅するので、二つの可変利得増幅器である増幅器 3 2 a, 3 2 b の利得を精度良く一致させることが困難であった。このことが原因して、今までは低 I F 方式の受信装置において高いイメージ信号除去比を実現することが困難であった。本発明は、低 I F 方式の受信装置において高いイメージ信号除去比を実現することを目的としている。

【0004】

【課題を解決するための手段】2 相の中間周波信号を一つの増幅器によりそれぞれ増幅することにより、2 相の間の中間周波増幅における利得の差をなくすことができ、低 I F 方式の受信装置において高いイメージ信号除去比を実現することができる。二つの入力信号を一つの増幅器でそれぞれ増幅する手段としては、互いに直交する二つの信号により二つの入力信号に対して変調を掛け、その出力同

士を足し合わせた信号を一つの増幅器で増幅し、増幅器の出力信号を先の互いに直交する二つの信号により変調を掛けることにより、それぞれの入力信号に対して増幅された信号を得ることができる。

【0005】

【実施例】図1は、本発明の第1の実施例に対するブロック図であり、QPSKによりデジタル変調された高周波信号を受信する受信装置のうちの、高周波信号を入力してからデジタル信号を出力するまでの部分である。図2は、図1における変調器53のブロック図である。中間周波数に対するイメージ信号は変調器53における加算器73a, 73bにおいて相殺しているので、高いイメージ信号除去比を得るためには、高周波信号から中間周波増幅器出力信号95a, 95bまでの利得を揃える必要がある。

【0006】

アンテナなどにより受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ41により必要な周波数帯域の信号が取り出された後、高周波増幅器31により増幅され、ミキサ21a, 21bに供給される。第1局部発振器11においては、受信した高周波信号を中間周波信号に変換するための信号を発振し、その信号は移相器51により位相が互いに90度ずれた2相の信号に変換され、ミキサ21a, 21bに供給される。ミキサ21a, 21bにおいては、増幅された高周波信号と、移相器51から出力される2相の信号の混合が行なわれ、それらの信号の周波数の差を周波数とする信号が2相の信号として取り出される。ミキサ21a, 21bの出力信号は、バンドパスフィルタ42a, 42bに入力され、受信したい信号およびそのイメージ信号のみが通過し、中間周波増幅器入力信号94a, 94bが出力される。

【0007】

直交信号発生器12は、中間周波数よりも高い周波数の互いに直交する二つの信号である変調用直交信号91a, 91bを出力する。中間周波増幅器入力信号94a, 94bは、乗算器22a, 22bにおいて、それぞれ変調用直交信号91a, 91bによって変調され、変調された二つの信号は加算器71によって足し合わされ、中間周波増幅器である増幅器32によって増幅される。増幅器32

の出力信号は、乗算器 2 5 a, 2 5 b において変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b によって変調され、それぞれローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b を通過することによって中間周波増幅器出力信号 9 5 a, 9 5 b が生成される。

## 【 0 0 0 8 】

変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b は互いに直交しているので、中間周波増幅器出力信号 9 5 a, 9 5 b は、それぞれ中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b に対して増幅を行なったものとなっている。また、二つの信号に対して一つの増幅器 3 2 により増幅を行なっているので、中間周波増幅器入力信号 9 4 a から中間周波増幅器出力信号 9 5 a までの利得と、中間周波増幅器入力信号 9 4 b から中間周波増幅器出力信号 9 5 b までの利得を揃えることができる。

## 【 0 0 0 9 】

中間周波増幅器出力信号 9 5 a, 9 5 b は、変調器 5 3 において、第 2 局部発振器 1 3 の出力である 2 相の局部発振器出力信号 9 2 a, 9 2 b により変調され、イメージ信号は除去され、所望の受信信号に対するベースバンド信号 9 6 a, 9 6 b が得られる。中間周波増幅器入力信号 9 4 a から中間周波増幅器出力信号 9 5 a までの利得と、中間周波増幅器入力信号 9 4 b から中間周波増幅器出力信号 9 5 b までの利得が等しいので、変調器 5 3 においてイメージ信号を高い除去率において除去することが可能となる。ベースバンド信号 9 6 a, 9 6 b は復調器 6 1 に入力され、デジタル信号が復調される。

## 【 0 0 1 0 】

本発明の第 1 の実施例においては、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として、図 3 に示すような、互いに位相が 9 0 度ずれた 2 相の矩形波を用いている。2 値信号である矩形波を用いることにより、乗算器 2 2 a, 2 2 b, 2 5 a, 2 5 b をアナログスイッチなどにより実現することができるので、中間周波増幅器入力信号 9 4 a から中間周波増幅器出力信号 9 5 a までの利得と、中間周波増幅器入力信号 9 4 b から中間周波増幅器出力信号 9 5 b までの利得を揃えることがより容易になる。また、直交信号発生器 1 2 における変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b の生成も容易なものとなる。

## 【 0 0 1 1 】

本発明の第 1 の実施例においては、ローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b を使用しているが、ローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b の代わりにバンドパスフィルタを用いてもよい。また、ローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b の代わりに、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b の 1 周期または整数周期に渡る平均値に比例する値を出力するものであってもよいし、その値に対してローパスまたはバンドパスのフィルタ演算した値を出力するものであってもよい。

#### 【 0 0 1 2 】

本発明の第 1 の実施例においては、乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力に対してローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b を通してから信号を変調器 5 3 に入力しているが、乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力信号を直接変調器 5 3 に入力し、変調器 5 3 の出力信号に対してローパスフィルタにより不要な信号成分を除去するようにしてもよい。

#### 【 0 0 1 3 】

本発明の第 1 の実施例においては、中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b を得るのに、高周波信号から 1 回の周波数変換を行なっているが、複数回の周波数変換により高周波信号から中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b を得るようにしてもよい。

#### 【 0 0 1 4 】

本発明の第 1 の実施例においては、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として 2 相の矩形波を用いていたが、中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b の周波数帯域以下の周波数成分を含まない平均値ゼロの互いに直交する信号であればよく、互いに周波数が異なる二つの信号を用いてもよい。また、信号波形は矩形でなくてもよく、正弦波であってもよい。さらに、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として、図 4 に示すものを用いてもよい。これは、 $\{1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1\}$  を系列とする信号と、それに対して半周期ずれた信号である  $\{1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1\}$  を系列とする信号である。図 3 に示す変調用直交信号を用いた場合、二つの信号の相関がゼロとなる時間差は 1 点であるので、増幅器 3 2 によって位相遅れなどが発生すると、信号の干渉が発生してしまう。しかし、図 4 に示す変調用直交信号を用いた場合、信号の波形は複雑になるが、二つの信号の相関がゼロとなる時間差の



範囲が広いため、増幅器 32 によって発生する位相遅れに起因する信号の干渉は発生しにくい。

#### 【0015】

本発明の第 1 の実施例においては、受信周波数が第 1 局部発振器 11 の出力周波数と第 2 局部発振器 13 の出力周波数の和となるように、変調器 53 が構成されていたが、受信周波数が第 1 局部発振器 11 の出力周波数と第 2 局部発振器 13 の出力周波数の差となるように変調器 53 を構成してもよい。また、イメージ信号の強度などの状況に応じて、受信周波数を第 1 局部発振器 11 の出力周波数と第 2 局部発振器 13 の出力周波数の和と差で切り換えるようにしてもよい。

#### 【0016】

本発明の第 1 の実施例は、QPSK によりデジタル変調された高周波信号を受信するものであったが、別の変調方式により変調された高周波信号に対する受信装置に本発明を適用してもよく、 $\pi/4$ シフト QPSK や FSK によりデジタル変調された高周波信号に対する受信装置や、FM などによりアナログ変調された高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。また、直接拡散による符号分割通信の高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。

#### 【0017】

図 5 は、本発明の第 2 の実施例に対するブロック図であり、隣り合う三つの周波数帯の高周波信号を同時に受信するものである。受信する信号の周波数スペクトルを図 6 に示す。三つの周波数帯の信号は、それぞれデジタル信号が変調されているものである。中心周波数を  $f_c$  とする中央の周波数帯域の信号はダイレクトコンバージョン方式で受信し、両サイドの中心周波数を  $f_c + f_s$  とする帯域の信号と中心周波数を  $f_c - f_s$  とする帯域の信号を低 IF 方式により受信する。ただし、第 1 局部発振器 11 の発振周波数は  $f_c$  であり、第 2 局部発振器 13 の発振周波数は  $f_s$  である。図 7 は、図 5 における変調器 54 の実現例である。

#### 【0018】

受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ 41、高周波増幅器 31 を経て、ミキサ 21a、21b において、周波数  $f_c$  の 2 相の信号により変調される。口

ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b では、周波数  $1.5 \times f_s$  以下の信号のみが通過するようになっているので、ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b の出力信号には、受信したい三つの周波数帯域の信号のみが含まれることになる。ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b の出力信号は、それぞれ変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b により変調され、増幅器 3 2 において増幅された後、乗算器 2 5 a, 2 5 b において再び変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b によりそれぞれ変調されることにより、ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b の出力信号に対して増幅された信号がそれぞれ得られる。

## 【 0 0 1 9 】

乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力信号において、周波数が  $f_s/2$  以下の信号成分は、図 6 における真中の周波数帯の信号成分であるので、ローパスフィルタ 4 6 a, 4 6 b によって周波数が  $f_s/2$  以下の信号成分が取り出され、復調器 6 1 c によりデジタル信号に復調される。

## 【 0 0 2 0 】

一方、図 6 における両側の周波数帯の信号成分は、乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力信号において、周波数が  $f_s/2$  から  $1.5 \times f_s$  の間の信号成分となっている。そこで、バンドパスフィルタ 4 4 a, 4 4 b により周波数が  $f_s/2$  から  $1.5 \times f_s$  の間の信号成分を取りだし、変調器 5 4 により、図 6 における右側の周波数帯の信号成分をベースバンド信号 9 6 a, 9 6 b として取りだし、同時に図 6 における左側の周波数成分をベースバンド信号 9 6 c, 9 6 d として取り出している。

## 【 0 0 2 1 】

本発明の第 2 の実施例においては、隣り合う三つの周波数帯の信号を受信していたが、隣り合う二つの周波数帯の信号を受信するものであってもよい。その際、片方の周波数帯域の信号をダイレクトコンバージョン方式で受信し、他方を低 I F 方式で受信してもよいが、第 1 局部発振器 1 1 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均とし、第 2 局部発振器 1 3 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分として、二つの周波数帯の双方とも低 I F 方式で受信するとよい。また、隣り合わない二つの周波数帯の信号を受信するものであっても

よい。その際、第1局部発振器11の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均、第2局部発振器13の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分とし、二つの周波数帯の間の不要信号を遮断するために、図5におけるローパスフィルタ45a, 45bをバンドパスフィルタと置き換える。さらに、第2局部発振器13の出力信号として、複数の周波数の出力信号を用意することにより、三つ以上の周波数帯の信号を低IF方式で受信してもよい。

## 【0022】

図8は、本発明の第3の実施例に対するブロック図であり、QPSKによりデジタル変調された高周波信号を受信する受信装置のうちの、高周波信号を入力してからデジタル信号を出力するまでの部分である。基本的な動作は本発明の第1の実施例と同じである部分が多いが、本発明の第1の実施例においては一旦中間周波増幅器出力信号95a, 95bを生成してからベースバンド信号96a, 96bを得ているのに対し、本発明の第3の実施例においては、増幅器32の出力信号から中間周波増幅器出力信号95a, 95bを生成せずにベースバンド信号96a, 96bを得ているところが異なっている。以下、本発明の第3の実施例について、その動作が本発明の第1の実施例と相違する点を説明する。

## 【0023】

説明のため、増幅器32の出力信号を $x(t)$ 、変調用直交信号91a, 91bをそれぞれ $m_a(t)$ 、 $m_b(t)$ 、局部発振器出力信号92a, 92bをそれぞれ $v_a(t)$ 、 $v_b(t)$ とする。

本発明の第1の実施例において、ローパスフィルタ43a, 43bが変調器53の出力側に設置された場合、ベースバンド信号96a, 96bは数1および数2により表わされる信号 $y_a(t)$ 、 $y_b(t)$ に対してローパスフィルタを掛けたものとなる。

## 【0024】

(数1)

$$y_a(t) = v_b(t) \{m_a(t) x(t)\} + v_a(t) \{m_b(t) x(t)\}$$

## 【0025】

(数 2)

$$y_b(t) = v_b(t) \{m_b(t) x(t)\} - v_a(t) \{m_a(t) x(t)\}$$

【0 0 2 6】

数 1、数 2 とともに、第 1 項および第 2 項に共通因子  $x(t)$  を持つ。また、乗算の順番は入れ替えても結果は同じであるので、数 3、数 4 により定義する信号  $w$

$$w_a(t), w_b(t) \text{ とすると}$$

【0 0 2 7】

(数 3)

$$w_a(t) = v_b(t) m_a(t) + v_a(t) m_b(t)$$

【0 0 2 8】

(数 4)

$$w_b(t) = v_b(t) m_b(t) - v_a(t) m_a(t)$$

【0 0 2 9】

を用いて  $y_a(t)$ 、 $y_b(t)$  を数 5、数 6 のように求めることができる。

【0 0 3 0】

(数 5)

$$y_a(t) = w_a(t) x(t)$$

【0 0 3 1】

(数 6)

$$y_b(t) = w_b(t) x(t)$$

【0 0 3 2】

そこで、本発明の第 3 の実施例においては、ベースバンド信号検出用変調信号 9 3 a、9 3 b として  $w_a(t)$ 、 $w_b(t)$  を変調器 5 2 において生成し、数 5、数 6 の演算を乗算器 2 3 a、2 3 b において行なうようにしている。変調器 5 2 は、数 3、数 4 の演算を行なうものであるが、その実現例を図 9 に示す。

【0 0 3 3】

変調用直交信号 9 1 a、9 1 b として 2 相の矩形波などの 2 値信号を用い、局部発振器出力信号 9 2 a、9 2 b として 2 相の矩形波を用いることにより、ペー

スバンド信号検出用変調信号 9 3 a, 9 3 b は、 $\{-a, 0, a\}$  (ただし、 $a$  は定数) の 3 値信号となるので、乗算器 2 3 a, 2 3 b はアナログスイッチ等で実現することができる。さらに、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b を局部発振器出力信号 9 2 a, 9 2 b に同期させることにより、乗算器 2 3 a, 2 3 b およびローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b をスイッチトキャパシタ回路により実現することができる。

#### 【0034】

本発明の第 3 の実施例においては、中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b を得るのに、高周波信号から 1 回の周波数変換を行なっているが、複数回の周波数変換により高周波信号から中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b を得るようにしてもよい。

#### 【0035】

本発明の第 3 の実施例においては、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として 2 相の矩形波を用いていたが、中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b の周波数帯域以下の周波数成分を含まない平均値ゼロの互いに直交する信号であればよく、互いに周波数が異なる二つの信号を用いてもよい。また、矩形波でなくてもよく、正弦波であってもよい。また、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として、図 4 に示す信号を用いてもよい。

#### 【0036】

本発明の第 3 の実施例は、Q P S K によりデジタル変調された高周波信号を受信するものであったが、別の変調方式により変調された高周波信号に対する受信装置に本発明を適用してもよく、 $\pi/4$  シフト Q P S K や F S K によりデジタル変調された高周波信号に対する受信装置や、FM などによりアナログ変調された高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。また、直接拡散による符号分割通信の高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。

#### 【0037】

図 1 0 は、本発明の第 4 の実施例に対するブロック図であり、隣り合う三つの周波数帯の高周波信号を同時に受信するものである。受信する信号の周波数スペクトルは図 6 に示すものと同じである。三つの周波数帯の信号は、それぞれディ

デジタル信号が変調されているものである。中心周波数を  $f_c$  とする中央の周波数帯域の信号はダイレクトコンバージョン方式で受信し、両サイドの中心周波数を  $f_c + f_s$  とする帯域の信号と中心周波数を  $f_c - f_s$  とする帯域の信号を低 I F 方式により受信する。ただし、第 1 局部発振器 11 の発振周波数は  $f_c$  であり、第 2 局部発振器 13 の発振周波数は  $f_s$  である。図 11 は、図 10 における変調器 55 の実現例である。

## 【0038】

受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ 41、高周波増幅器 31 を経て、ミキサ 21a, 21b において、周波数  $f_c$  の 2 相の信号により変調される。ローパスフィルタ 45a, 45b では、周波数  $1.5 \times f_s$  以下の信号のみが通過するようになっているので、ローパスフィルタ 45a, 45b の出力信号には、受信したい三つの周波数帯域の信号のみが含まれることになる。ローパスフィルタ 45a, 45b の出力信号は、それぞれ変調用直交信号 91a, 91b により変調され、増幅器 32 において増幅される。

## 【0039】

増幅器 32 の出力信号は、乗算器 23e, 23f において、再び変調用直交信号 91a, 91b により変調されると、その出力信号の周波数が  $f_s/2$  以下の信号成分は、図 6 における真中の周波数帯のベースバンド信号であるので、ローパスフィルタ 46a, 46b によって周波数が  $f_s/2$  以下の信号成分が取り出され、復調器 61c によりデジタル信号に復調される。

## 【0040】

一方、図 6 における右側の周波数帯の信号成分は、乗算器 23a, 23b においてベースバンド信号検出用変調信号 93a, 93b により変調され、そのベースバンド信号が取り出される。その際、図 6 における中央の周波数帯の信号成分が混入されているが、その信号成分の周波数は  $f_s/2$  以上であるので、ローパスフィルタ 43a, 43b によって周波数が  $f_s/2$  未満の信号成分のみが取り出され、図 6 における右側の周波数帯の信号成分に対するベースバンド信号として復調器 61a に入力され、デジタル信号が復調される。図 6 における左側の周波数帯の信号成分も同様に、乗算器 23c, 23d においてベースバンド信号

検出用変調信号 9 3 c, 9 3 d により変調され、ローパスフィルタ 4 3 c, 4 3 d によって周波数が  $f_s/2$  未満の信号成分のみが取り出され、図 6 における左側の周波数帯の信号成分に対するベースバンド信号として復調器 6 1 b に入力され、デジタル信号が復調される。

【0 0 4 1】

本発明の第 4 の実施例においては、隣り合う三つの周波数帯の信号を受信していたが、隣り合う二つの周波数帯の信号を受信するものであってもよい。その際、片方の周波数帯域の信号をダイレクトコンバージョン方式で受信し、他方を低 I F 方式で受信してもよいが、第 1 局部発振器 1 1 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均とし、第 2 局部発振器 1 3 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分として、二つの周波数帯の双方とも低 I F 方式で受信するとよい。また、隣り合わない二つの周波数帯の信号を受信するものであってもよい。その際、第 1 局部発振器 1 1 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均、第 2 局部発振器 1 3 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分とし、二つの周波数帯の間の不要信号を遮断するために、図 1 0 におけるローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b をバンドパスフィルタと置き換える。さらに、第 2 局部発振器 1 3 の出力信号として、複数の周波数の出力信号を用意することにより、三つ以上の周波数帯の信号を低 I F 方式で受信してもよい。

【0 0 4 2】

【発明の効果】 以上のように、本発明を用いることにより、低 I F 方式の受信装置において、高いイメージ信号除去比を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施例についてのブロック図。

【図 2】 変調器 5 3 の実現例。

【図 3】 変調用直交信号の第 1 の例と、二つの変調用直交信号の相互相関関数。

【図 4】 変調用直交信号の第 2 の例と、二つの変調用直交信号の相互相関関数。

【図 5】 本発明の第 2 の実施例についてのブロック図。

【図 6】 本発明の第 2 の実施例における受信信号。

【図 7】 変調器 5 4 の実現例。

【図 8】 本発明の第 3 の実施例についてのブロック図。

【図 9】 変調器 5 2 の実現例。

【図 1 0】 本発明の第 4 の実施例についてのブロック図。

【図 1 1】 変調器 5 5 の実現例。

【図 1 2】 従来の低 I F 方式受信装置の例についてのブロック図。

【符号の説明】

- 1 1 . . . . 第 1 局部発振器
- 1 2 . . . . 直交信号発生器
- 1 3 . . . . 第 2 局部発振器
- 2 1 a, 2 1 b . . . . ミキサ
- 2 2 a, 2 2 b . . . . 乗算器
- 2 3 a, 2 3 b, 2 3 c, 2 3 d, 2 3 e, 2 3 f . . . . 乗算器
- 2 4 a, 2 4 b, 2 4 c, 2 4 d . . . . 乗算器
- 2 5 a, 2 5 b . . . . 乗算器
- 2 6 a, 2 6 b, 2 6 c, 2 6 d . . . . 乗算器
- 3 1 . . . . 高周波増幅器
- 3 2, 3 2 a, 3 2 b . . . . 増幅器
- 4 1 . . . . バンドパスフィルタ
- 4 2 a, 4 2 b . . . . バンドパスフィルタ
- 4 3 a, 4 3 b, 4 3 c, 4 3 d . . . . ローパスフィルタ
- 4 4 a, 4 4 b . . . . バンドパスフィルタ
- 4 5 a, 4 5 b . . . . ローパスフィルタ
- 4 6 a, 4 6 b . . . . ローパスフィルタ
- 5 1 . . . . 移相器
- 5 2 . . . . 変調器
- 5 3 . . . . 変調器
- 5 4 . . . . 変調器
- 5 5 . . . . 変調器
- 6 1, 6 1 a, 6 1 b, 6 1 c . . . . 復調器



7 1, 7 2 a, 7 2 b, 7 2 c, 7 2 d . . . . 加算器

7 3 a, 7 3 b, 7 3 c, 7 3 d . . . . 加算器

9 1 a, 9 1 b . . . . 変調用直交信号

9 2 a, 9 2 b . . . . 局部発振器出力信号

9 3 a, 9 3 b, 9 3 c, 9 3 d . . ベースバンド信号検出用変調信号

9 4 a, 9 4 b . . . . 中間周波増幅器入力信号

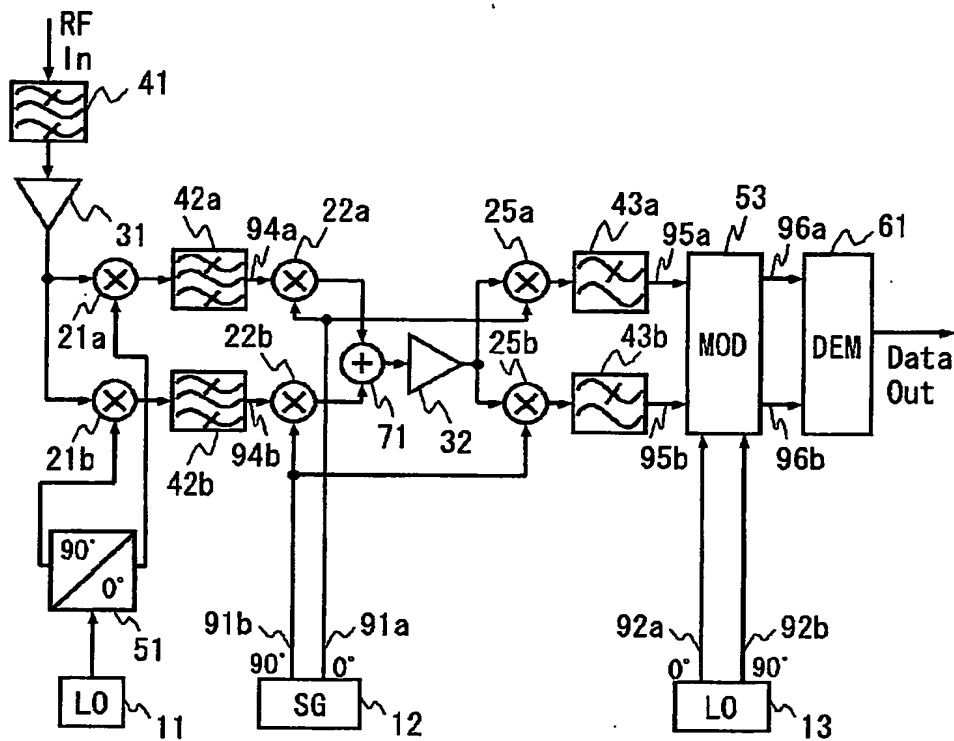
9 5 a, 9 5 b . . . . 中間周波増幅器出力信号

9 6 a, 9 6 b, 9 6 c, 9 6 d . . ベースバンド信号

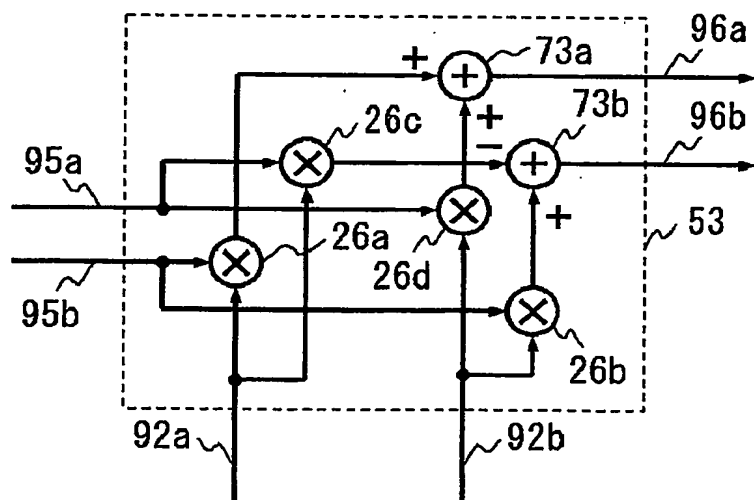
9 7 a, 9 7 b . . . . ベースバンド信号

【書類名】 図面

【図 1】

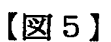


【図 2】

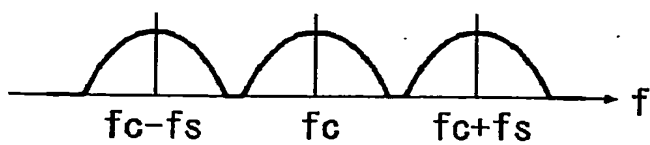




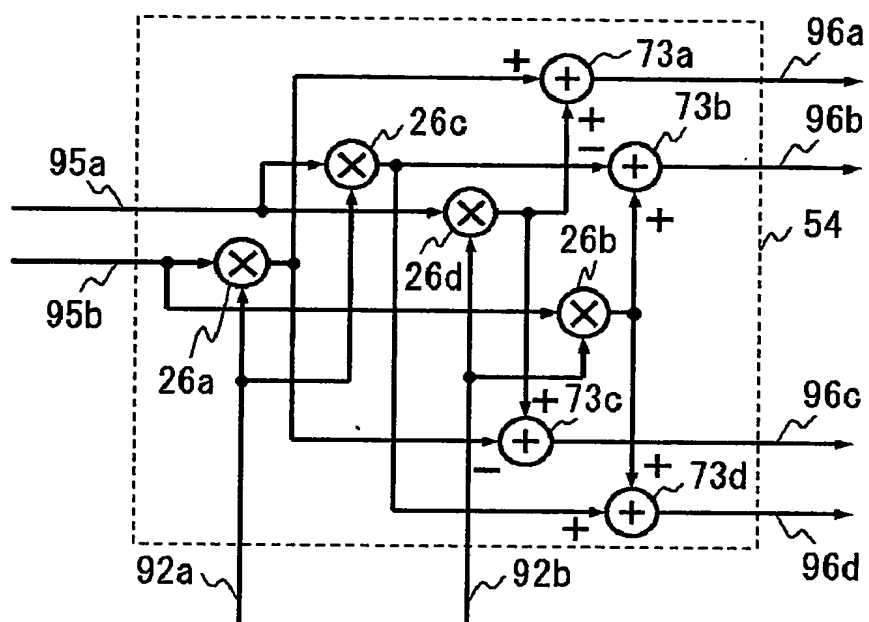
【図4】



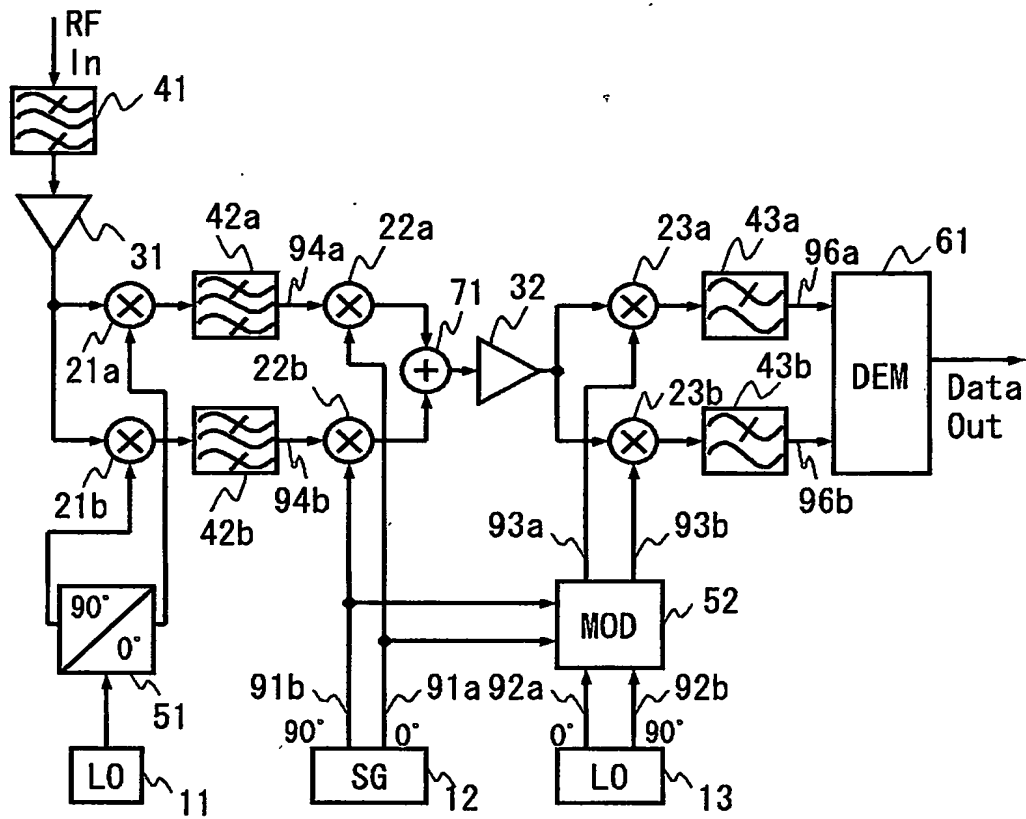
【図6】



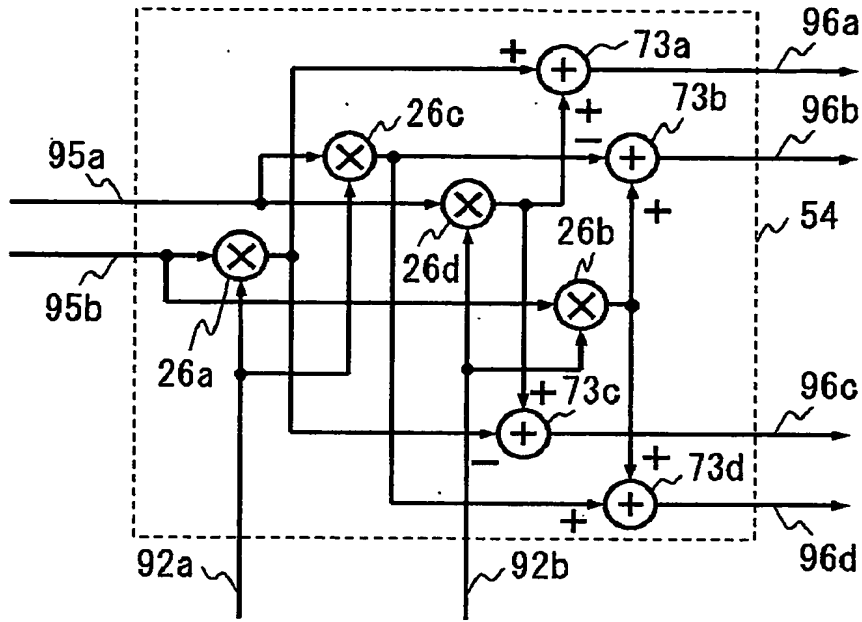
【図7】



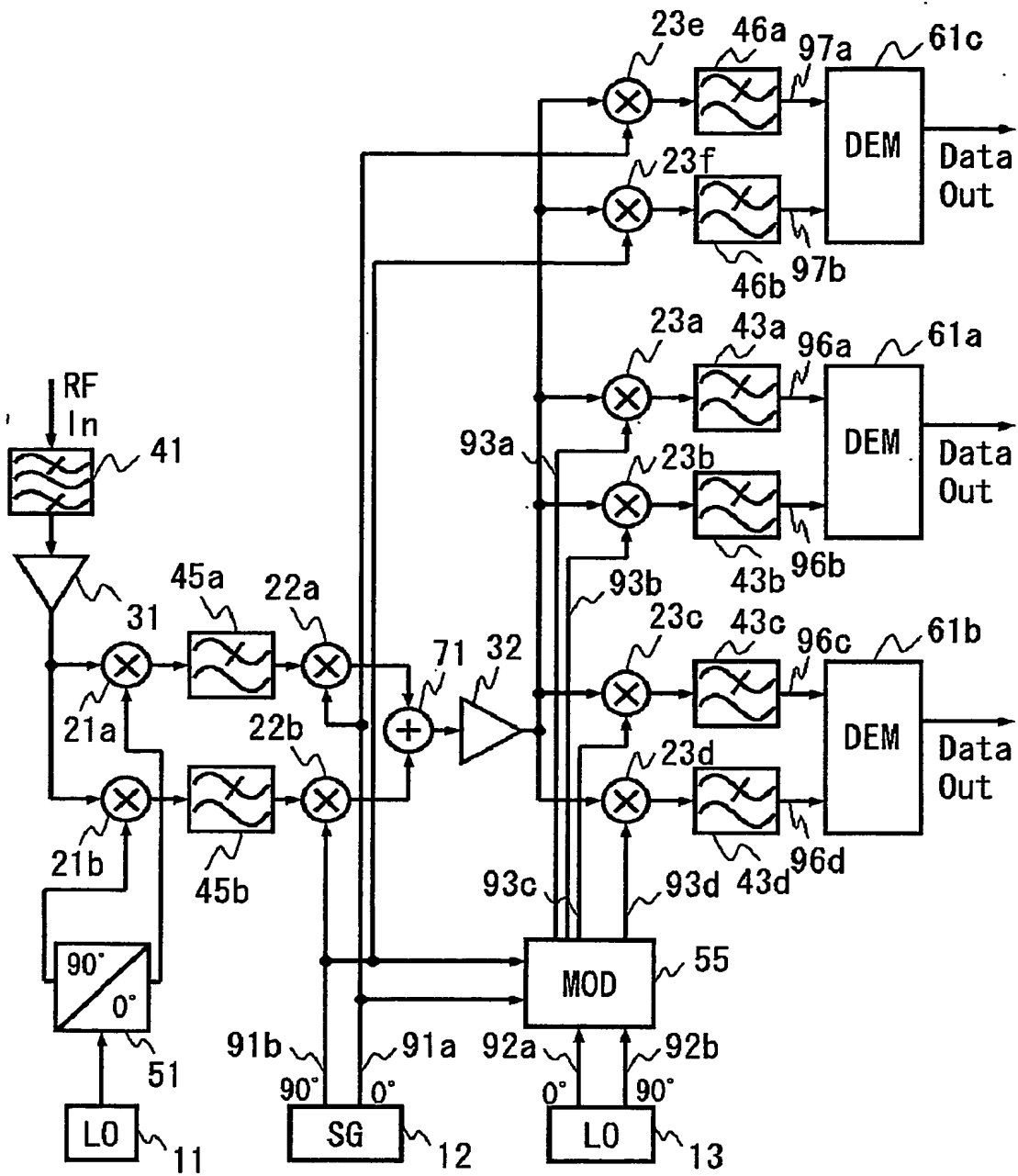
【図 8】



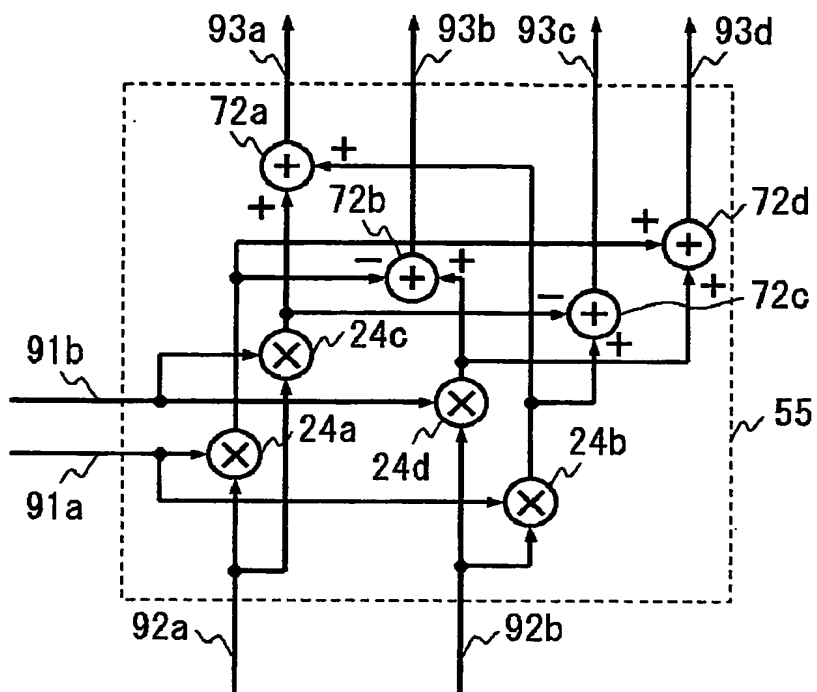
【図 9】



【図10】

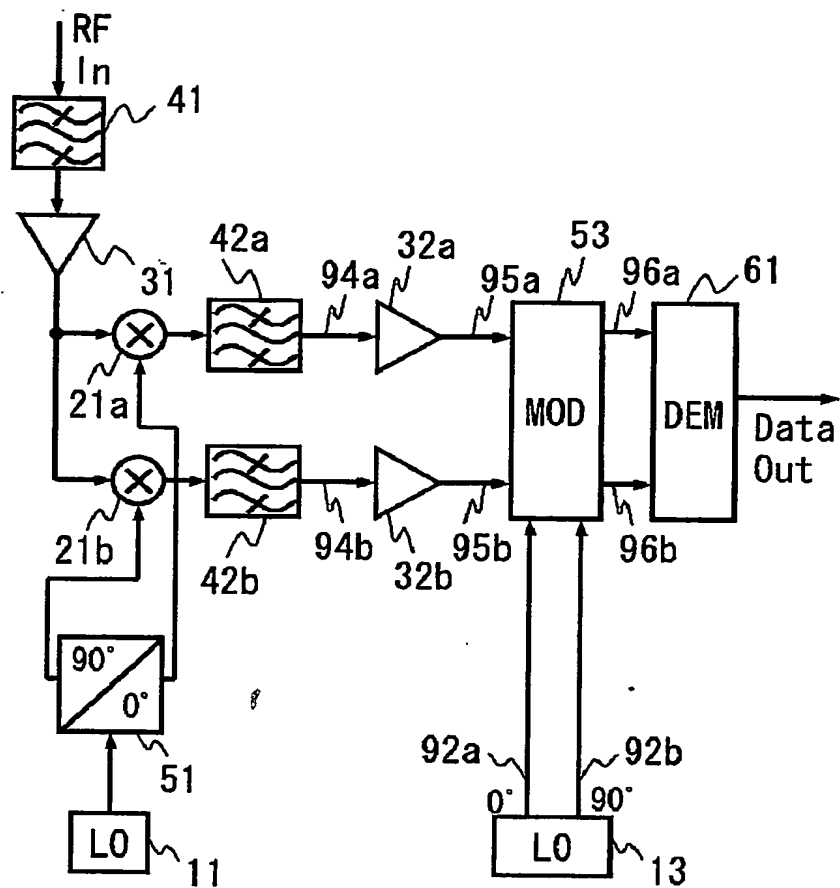


【図 11】





【図 12】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 携帯電話などの無線装置における受信装置において、それを小型化した  
い要求があり、そのために中間周波回路における表面波フィルタの使用を回避す  
る必要があった。そのためにはイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式  
(低 I F 方式) の採用が効果的であるが、I 相および Q 相の可変ゲイン中間周  
波増幅器のゲインを揃えることが容易でなく、十分なイメージ除去比が得られな  
いといった問題点があった。

【解決手段】 本発明では、I 相および Q 相の中間周波数信号に対して、直交する  
二つの信号で変調をかけた後、二つの信号を重ね合わせてから一つの増幅器で増  
幅し、その後で変調をかけた直交する二つの信号によって変調することにより、  
一つの増幅器で I 相および Q 相の信号を増幅できるので、両相に対するゲインの  
ずれが無く、高いイメージ除去比を得ることができる。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2002-119483
受付番号	50200584622
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成14年 4月23日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成14年 4月22日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [598091860]

1. 変更年月日 1998年 7月 9日

[変更理由] 新規登録

住 所 愛知県名古屋市中区栄二丁目10番19号

氏 名 財団法人名古屋産業科学研究所